

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-205797

(43)Date of publication of application : 05.08.1997

(51)Int.Cl.

H02P 7/63

H02M 7/48

H02P 7/74

(21)Application number : 08-010977

(71)Applicant : KAWABATA TAKAO
MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 25.01.1996

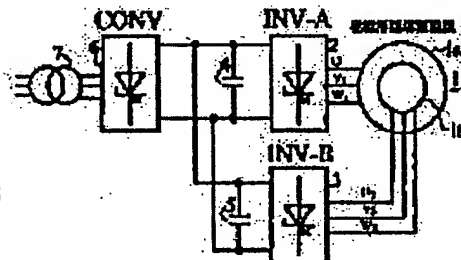
(72)Inventor : KAWABATA TAKAO
SETO MAKOTO
KOYAMA MASATO

(54) VARIABLE SPEED DRIVING DEVICE FOR AC MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make an interphase reactor unnecessary by making the number of revolutions of a motor to correspond to the sum of the output frequencies of first and second variable frequency converters or the difference between the output frequencies by respectively connecting the frequency converters to stator and rotor windings.

SOLUTION: First and second inverters 2 and 3 which are provided as first and second variable frequency converters are respectively connected to the stator winding 1a and rotor winding 1b of a wound-rotor induction motor 1 so that DC power obtained by converting AC power outputted from a power transformer 7 by means of a converter 6 having a high power factor can be supplied to the motor 1 and the number of revolutions of the motor 1 can correspond to the sum of the output frequencies of the inverters 2 and 3 or the difference between the output frequencies. Therefore, the capacity of the motor can be increased and the motor can be driven at a low speed in an excellent state by increasing the output torque of the motor without using any interphase reactor.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

09.02.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the
examiner's decision of rejection or application
converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of
rejection][Date of requesting appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-205797

(43) 公開日 平成9年(1997) 8月5日

(51) Int.Cl. ⁴	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 P 7/63	3 0 2		H 0 2 P 7/63	3 0 2 B 3 0 2 K 3 0 2 N
H 0 2 M 7/48		9181-5H	H 0 2 M 7/48	C
H 0 2 P 7/74			H 0 2 P 7/74	G
審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全 17 頁)				

(21) 出願番号 特願平8-10977

(22) 出願日 平成8年(1996) 1月25日

(71) 出願人 594017905

川畑 隆夫

大津市南郷二丁目38-6

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 川畑 隆夫

滋賀県大津市南郷二丁目38-6

(72) 発明者 瀬戸 誠

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

(74) 代理人 弁理士 宮田 金雄 (外3名)

最終頁に続く

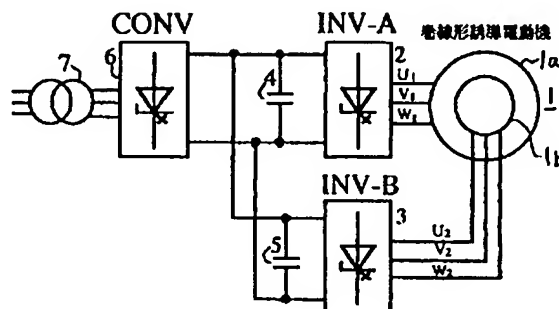
(54) 【発明の名称】 交流電動機の変速駆動装置

(57) 【要約】

【課題】 大容量の交流電動機の変速駆動装置において、従来は相間リアクトルを使って2台のインバータの出力を合成する方式を採用しているため、その相間リアクトルの存在により、価格と寸法、損失の増大およびリアクトルに印加されるスイッチング電圧波形による電磁騒音等の問題があった。更に、ストール運転時の低周波数動作が困難であった。

【解決手段】 固定子と回転子とに交流多相巻線を有する巻線形誘導電動機の固定子巻線に第一のインバータを、回転子巻線に第二のインバータを接続し、これら2台のインバータの出力周波数の和または差の周波数に対応した電動機の回転数を得るように構成した。

【効果】 相間リアクトルが不要となり、インバータは低周波数運転することなく電動機の低速運転が可能となる。



1 : 巻線形誘導電動機

1 a : 固定子巻線

1 b : 回転子巻線

2 : 第一のインバータ

3 : 第二のインバータ

4, 5 : 直流フィルタコンデンサ

6 : コンバータ

7 : 電源トランス

【特許請求の範囲】

【請求項1】 固定子と回転子との双方に交流多相巻線を有する交流電動機の変速駆動装置において、固定子巻線に第一の変周波数変換器を、回転子巻線に第二の変周波数変換器を接続し、これら第一および第二の変周波数変換器の出力周波数の和または差の周波数に対応した交流電動機の回転数を得るように構成したことを特徴とする交流電動機の変速駆動装置。

【請求項2】 第一または第二の変周波数変換器の、何れか一方を電圧源として制御し他方を電流源として制御し、かつ何れか一方が交流電動機の励磁分電流を供給し両者がトルク分電流を供給することを特徴とする請求項1記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項3】 第一または第二の変周波数変換器の、何れか一方を電圧源として制御し他方を電流源として制御し、かつ上記第一および第二の変周波数変換器が共に交流電動機のトルク分電流と励磁分電流とを供給することを特徴とする請求項1記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項4】 第一および第二の変周波数変換器を共に電流源として制御し、その内何れか一方の変周波数変換器が交流電動機の励磁分電流とトルク分電流とを供給し、他方の変周波数変換器がトルク分電流を供給することを特徴とする請求項1記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項5】 第一および第二の変周波数変換器を共に電流源として制御し、上記第一および第二の変周波数変換器が共に交流電動機のトルク分電流と励磁分電流とを供給することを特徴とする請求項1記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項6】 固定子巻線と回転子巻線との巻数をそれぞれN1、N2としたとき、第一および第二の変周波数変換器に供給するトルク分電流の指令値を、N1、N2の逆比としたことを特徴とする請求項4または5記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項7】 交流電動機の回転数に対して第一または第二の変周波数変換器の出力周波数をあらかじめ定めたパターンを設け、上記交流電動機の回転数に応じ、上記パターンが設けられた変周波数変換器の出力周波数は上記パターンにより決定し、他方の変周波数変換器の出力周波数は上記交流電動機の回転数に応じて決まる当該他方の変周波数変換器の接続された巻線側の回転座標により決定するように構成したことを特徴とする請求項1ないし6のいずれかに記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項8】 交流電動機の所定の回転数（以下、極性反転回転数と称す）において第一または第二の変周波数変換器の何れかの出力周波数の極性が正から負、または負から正に反転するようにするとともに、上記出力周波数の絶対値がいずれも所定の最小値以上となる反転前

出力周波数から反転後出力周波数へ所定の微小時間内に变化させるようにしたことを特徴とする請求項1ないし7のいずれかに記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項9】 極性反転回転数を、交流電動機の回転数指令値の上昇時と下降時とでずらして設定することにより、変周波数変換器の出力周波数の極性反転動作にヒステリシス特性を持たせたことを特徴とする請求項8記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項10】 複数台の交流電動機を備え、上記交流電動機の各固定子巻線には共通の第一の変周波数変換器を、各回転子巻線にはそれぞれ個別の第二の変周波数変換器を接続し、上記各第二の変周波数変換器の出力周波数に相互に差を持たせることにより、上記各交流電動機を相互に異なる回転数で駆動可能としたことを特徴とする請求項1ないし6のいずれかに記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項11】 第一の変周波数変換器を第一のインバータ、第二の変周波数変換器を第二のインバータとし、上記第一のインバータと第二のインバータとの直流入力端子を並列接続して、共通の直流電源に接続したことを特徴とする請求項1ないし10のいずれかに記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項12】 第一の変周波数変換器を第一のインバータ、第二の変周波数変換器を第二のインバータとし、上記第一のインバータと第二のインバータとの直流電源をそれぞれ別に設け、上記第一および第二のインバータが相互に異なる直流電圧で動作できるようにしたことを特徴とする請求項1ないし10のいずれかに記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項13】 第一または第二のインバータの何れか一方に3相2レベルインバータを、他方に3相3レベルインバータを用いたことを特徴とする請求項12記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項14】 第一および第二のインバータの変調方式として交流出力の1周期の間に自己消弧形素子が複数回のスイッチングを行うPWMを用い、かつ、上記第一および第二のインバータのスイッチング周波数を決めるキャリア波の周波数を同一とし、さらに、それらのキャリア波の位相に相互に位相差を持たせたことを特徴とする請求項11ないし13のいずれかに記載の交流電動機の変速駆動装置。

【請求項15】 第一または第二の変周波数変換器の何れか一方をサイクロコンバータとし、他方をインバータとしたことを特徴とする請求項1ないし10のいずれかに記載の交流電動機の変速駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、鉄鋼の圧延機や電気機関車あるいは高速エレベータなどに用いられる交流電動機の変速駆動装置に関するものである。特にG

TOサイリスタやIGBTなどの自己消弧形素子を用いたインバータ、あるいはサイリスタを用いたサイクロコンバータなどの可変周波数変換器による交流電動機の駆動装置に関するもので、特に2台以上の複数の変換器の出力を合成することにより、出力容量を増大し、さらに出力電圧波形の高調波を少なくすると共に優れた制御性能を得ることのできる駆動装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来の交流電動機駆動用の代表的な多重インバータは、2台のGTOインバータの出力を合成する相間リアクトル式多重インバータで、その例を図13に示す。同図において簡単化して箱で示したインバータ(80)、(81)は、例えば後段で説明する図2(a)、(b)、(c)に示すような通常の3相2レベルインバータや3レベルインバータである。

【0003】鉄鋼の圧延機駆動のように、停止状態から低速回転領域で大きなトルクを要し、かつ優れた制御性能を要する駆動装置に適した大容量インバータとして、近年注目されているのが、この相間リアクトル式の回路である。この回路は、例えば文献、「高力率・高調波低減を実現した大容量GTOドライブシステム」、日立評論、Vol. 75、(1993年5月)、31~34頁に発表されているように、活発な研究開発が行なわれている。上記文献の図1の回路を本明細書の他の図に合わせ書き直すと図13(a)のようになる。この回路では、GTOを用いた2台の電圧形3相2レベルインバータ(80)、(81)の出力を相間リアクトル(82)、(83)、(84)を用いて合成し、その出力を誘導電動機(85)に供給している。電動機は同期機を用いてもよい。GTOのスイッチング周波数を数百Hz程度とし、2台のインバータの間でキャリア波の位相を180度シフトして、2台のインバータが交互にスイッチングするようにし、図13(b)のような高調波の少ない出力電圧が得られている。この回路では2台のインバータは同じ大きさと位相の基本波出力電圧を発生し、出力電流を半分づつ分担するように制御するので、相間リアクトルへ印加される電圧は、キャリア波の位相差に相当する電圧だけであり、出力基本波成分は印加されないで、出力周波数が0Hz近くでもリアクトルの磁束の飽和の恐れはなく、充分な出力電圧とトルクが得られる。

【0004】この方法は優れた出力電圧波形が得られ、また、低周波数の低速領域でも充分なトルクを確保することができる。しかし、この方法は、3つの相間リアクトルが必要であるので、その価格と寸法、損失およびリアクトルに印加されるスイッチング電圧波形による電磁騒音が問題である。しかもこの方式では、電流のバランスが崩れると、リアクトルの鉄芯が飽和してますます電流バランスが悪化し、運転不能になるので、GTOなどの回路部品やPWM制御回路など、2台のインバータ

の特性をできるだけ揃え、その上で電流バランスの制御系を設ける必要があるので、制御が複雑となる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】従来の典型的な交流電動機駆動用多重インバータは以上のように構成されているので、インバータの出力を合成するために相間リアクトルなどの大きな電磁機器を必要とする。その結果、その設置場所、効率の低下、電磁騒音及び経済性などの問題がある。本発明では相間リアクトルなどの部品が不要な方式を提供し、これらの問題を解決する。

【0006】また、4.5kV、4kAや6kV、6kAクラスの大容量GTOは、スイッチング損失が大きいので、300Hz程度より高いスイッチング周波数で使うのは容易ではない。そのため、必要とするインバータ出力周波数が決まれば、できるだけ低いスイッチング周波数でその出力周波数を発生する必要がある。そのため上記の相間リアクトル方式では、2台のインバータのスイッチングを決めるキャリア波位相を180度ずらすことにより2台のインバータが交互にスイッチングし、等価的にスイッチング周波数を2倍にし、低いスイッチング周波数で、高い出力周波数を得るようにしている。本発明は、この点を改善し、低いスイッチング周波数で必要な出力周波数、即ち回転数を得ることのできる方式を提供する。

【0007】また、ストール運転と呼ばれる低速で大トルクの運転時には、ほとんど0周波数となるので、特定のアームの電流が長時間にわたり大きな値を保つので、高い周波数での運転では平均化されるのに比し、GTOの接合温度が著しく上昇する。圧延用のインバータではこの時の最高温度上昇が許容値に収まるようにGTOの定格選定と冷却設計を行う必要があり、GTOの利用率が低下する。本発明は、この点を改善し、ストール運転時に特定のアームのGTOに電流が流れ続けられないようにし、その接合温度が著しく上昇することを回避できる方式を提供する。

【0008】この発明は以上のような問題点を解消するためになされたもので、交流電動機の可変速駆動装置において、相間リアクトルを使わずに2台のインバータの出力を合成して大容量駆動装置を構成するとともに、0Hz近辺でも充分なトルクを確保でき、しかも、できるだけ低いスイッチング周波数で必要な出力周波数、即ち回転数を得ることができ、また、ストール運転時の特定アームへの電流集中を回避することにより特定のGTOの温度上昇を避けることのできる新しい交流電動機の可変速駆動装置を提供し、もって小形、経済的でリアクトルの電磁騒音がなく、高効率、高性能な可変速駆動装置を得ることを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】請求項1に係る交流電動機の可変速駆動装置は、固定子と回転子との双方に交流

多相巻線を有する交流電動機の変速駆動装置において、固定子巻線に第一の変周波数変換器を、回転子巻線に第二の変周波数変換器を接続し、これら第一および第二の変周波数変換器の出力周波数の和または差の周波数に対応した交流電動機の回転数を得るように構成したものである。

【0010】また、請求項2に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1において、第一または第二の変周波数変換器の、何れか一方を電圧源として制御し他方を電流源として制御し、かつ何れか一方が交流電動機の励磁分電流を供給し両者がトルク分電流を供給するものである。

【0011】また、請求項3に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1において、第一または第二の変周波数変換器の、何れか一方を電圧源として制御し他方を電流源として制御し、かつ上記第一および第二の変周波数変換器が共に交流電動機のトルク分電流と励磁分電流とを供給するものである。

【0012】また、請求項4に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1において、第一および第二の変周波数変換器を共に電流源として制御し、その内何れか一方の変周波数変換器が交流電動機の励磁分電流とトルク分電流とを供給し、他方の変周波数変換器がトルク分電流を供給するものである。

【0013】また、請求項5に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1において、第一および第二の変周波数変換器を共に電流源として制御し、上記第一および第二の変周波数変換器が共に交流電動機のトルク分電流と励磁分電流とを供給するものである。

【0014】また、請求項6に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項4または5において、固定子巻線と回転子巻線との巻数をそれぞれN1、N2としたとき、第一および第二の変周波数変換器に供給するトルク分電流の指令値を、N1、N2の逆比としたものである。

【0015】また、請求項7に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1ないし6のいずれかにおいて、交流電動機の回転数に対して第一または第二の変周波数変換器の出力周波数をあらかじめ定めたパターンを設け、上記交流電動機の回転数に応じ、上記パターンが設けられた変周波数変換器の出力周波数は上記パターンにより決定し、他方の変周波数変換器の出力周波数は上記交流電動機の回転に応じて決まる当該他方の変周波数変換器の接続された巻線側の回転座標により決定するように構成したものである。

【0016】また、請求項8に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1ないし7のいずれかにおいて、交流電動機の所定の回転数（以下、極性反転回転数と称す）において第一または第二の変周波数変換器の何れかの出力周波数の極性が正から負、または負から正に反転するようにするとともに、上記出力周波数の絶対値が

いずれも所定の最小値以上となる反転前出力周波数から反転後出力周波数へ所定の微小時間内に変化させるようにしたものである。

【0017】また、請求項9に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項8において、極性反転回転数を、交流電動機の回転数指令値の上昇時と下降時とでずらして設定することにより、変周波数変換器の出力周波数の極性反転動作にヒステリシス特性を持たせたものである。

【0018】また、請求項10に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1ないし6のいずれかにおいて、複数台の交流電動機を備え、上記交流電動機の各固定子巻線には共通の第一の変周波数変換器を、各回転子巻線にはそれぞれ個別の第二の変周波数変換器を接続し、上記各第二の変周波数変換器の出力周波数に相互に差を持たせることにより、上記各交流電動機を相互に異なる回転数で駆動可能としたものである。

【0019】また、請求項11に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1ないし10のいずれかにおいて、第一の変周波数変換器を第一のインバータ、第二の変周波数変換器を第二のインバータとし、上記第一のインバータと第二のインバータとの直流入力端子を並列接続して、共通の直流電源に接続したものである。

【0020】また、請求項12に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1ないし10のいずれかにおいて、第一の変周波数変換器を第一のインバータ、第二の変周波数変換器を第二のインバータとし、上記第一のインバータと第二のインバータとの直流電源をそれぞれ別に設け、上記第一および第二のインバータが相互に異なる直流電圧で動作できるようにしたものである。

【0021】また、請求項13に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項12において、第一または第二のインバータの何れか一方に3相2レベルインバータを、他方に3相3レベルインバータを用いたものである。

【0022】また、請求項14に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項11ないし13のいずれかにおいて、第一および第二のインバータの変調方式として交流出力の1周期の間に自己消弧素子が複数回のスイッチングを行うPWMを用い、かつ、上記第一および第二のインバータのスイッチング周波数を決めるキャリア波の周波数を同一とし、さらに、それらのキャリア波の位相に相互に位相差を持たせたものである。

【0023】また、請求項15に係る交流電動機の変速駆動装置は、請求項1ないし10のいずれかにおいて、第一または第二の変周波数変換器の何れか一方をサイクロコンバータとし、他方をインバータとしたものである。

【0024】

【発明の実施の形態】

実施の形態1．図1はこの発明の実施の形態1における

交流電動機の変速駆動装置を示す全体構成図である。図において、(1)は制御対象である交流電動機で、具体的には、固定子巻線(1a)と回転子巻線(1b)とを備えた巻線形誘導電動機である。(2)は固定子巻線(1a)に接続された第一の可変周波数変換器としての第一のインバータ(INV-A)、(3)は回転子巻線(1b)に接続された第二の可変周波数変換器としての第二のインバータ(INV-B)、(4)と(5)はこれらのインバータの直流コンデンサを示しているが、これらは以後の図ではインバータに含まれるものとし、適宜省略している。高力率コンバータCONV(6)は変圧器(7)を通して受けた交流電力を直流電力に変換し、上記2台のインバータに供給する。また、回生運転時には電動機からの電力を交流電源に回生する。

【0025】なお、図1では、インバータ(2)、(3)およびコンバータ(6)の各変換器は単に箱で表現しているが、後述する他の実施の形態における適用例をも考慮して、先ず、これら各変換器の具体的な構成例またその表現方法につき、図2および図3に基づき説明する。

【0026】本発明の可変速駆動装置を構成する1台のインバータとしては、図2(a)に示すGTO式3相2レベルインバータ、(c)に示すIGBT式3相2レベルインバータ、または図2(b)に示すGTO式3相3レベルインバータなどを用いるが、2レベルインバータは周知であるので、3レベルインバータの説明をおこなう。同図(b)では逆導通GTOを用いた回路を示している。中性点端子を有する直流電源、またはコンデンサで中性点を作った直流電源の正極Pと負極Nとの間に、スイッチング素子S1、S2、S3、S4を順次直列接続するとともに、S1とS2の接続点及びS3とS4の接続点がそれぞれダイオードを介して前記中性点端子に接続されており、S2とS3の接続点が出力端子Uとされたものである。2レベルインバータは正負2つの電圧レベルしか出力できないが、この回路では、次のように3つの電圧レベルを出力することができる。

(a) S1とS2がオンの時： 直流電源の正の電位

(b) S2とS3がオンの時： 直流電源の零の電位

(c) S3とS4がオンの時： 直流電源の負の電位

その結果、この回路を3組設けた3相3レベルインバータは、通常の2レベルインバータと比較して、出力電圧の高調波を少なくすることが出来る。

【0027】上記の回路図では逆導通GTOを用いているが、逆導通GTOとは通常のGTOと逆並列ダイオードとを一枚のシリコンウエファァーの上に一体化した電力半導体素子で、図2(a)の記号で示される。本発明で使うインバータは、他の種類の電力半導体素子、例えばIGBTと逆並列ダイオードとを用いてもよいことは言うまでもない。図2の3レベルインバータと2レベルインバータとは、何れも3相電圧形インバータであるの

で、簡略化して、図3に示すようなブロック図で示す。3レベルインバータでは直流電源の中性点端子が必要であるが、中性点を作るコンデンサもインバータの中に含まれると考え、中性点の図示は省略し、まとめて3相電圧形インバータとして図3のような一つのブロック図で代表する。同図(a)は一般的な電圧形インバータ、(b)はそれを単線図で示したもの、(c)はGTOインバータ、(d)はIGBTインバータを表わす。

(e)、(f)は交流を直流に変換するコンバータであるが、コンバータには、図2(d)に示すサイリスタ式可逆コンバータ及び図2(a)、(b)、(c)のインバータを高力率コンバータとして使うものがある。サイリスタ式可逆コンバータは図3(g)で、高力率コンバータは図3(h)で示すこともできる。これらは交流・直流間の双方向電力変換ができる。サイクロコンバータは、周知のように図2(d)の可逆コンバータからLCフィルタを除いた3相ブリッジの逆並列回路を構成要素とし、それを3台または6台用いて図2(e)のように構成したものである。これは簡単化して図3(i)、(j)のように示す。

【0028】図1の説明に戻り、固定子側の第一のインバータINV-A(2)の出力周波数を f_1 とすれば、巻線形誘導電動機のいわゆる同期速度 n_s (rpm)は、極対数を p とした場合、 $n_s = 120 f_1 / p$ である。また、固定子側の周波数 f_1 で回転数が n (rpm)の時の回転子側の第二のインバータINV-B(3)の出力周波数を f_2 とすると $n = 120 (f_1 + f_2) / p$ となる。 n が同期速度以下の場合、 f_2 は負となり、 n が同期速度以上の場合、 f_2 は正となるので、本発明の f_2 は一般の滑り周波数と逆符号である。 n が同期速度以下の場合、周知のように巻線形誘導電動機の1次側(以下、固定子側と1次側、および回転子側と2次側とは、それぞれ同義として適宜併用するものとする)から入力された電力の内、滑り周波数分は余分で、2次側に出てくるので、インバータINV-Bが吸収し電源へ戻してやる必要がある。この2次側に出てくる電力は余計な循環電力として効率の低下につながるため、好ましくないものである。従って、コンバータには駆動に必要な差の電力のみが通る。逆に n を同期速度以上に上げるには、周知のようにインバータINV-Bから負の滑り周波数に相当する電力を回転子に入力しなくてはならない。従って、コンバータには双方の和の電力が通る。即ち、この方式では直流電源が一つで済み、しかも直流電源に無駄な循環電力が流れない。

【0029】この駆動装置では電動機の速度は2台のインバータの周波数 f_1 と f_2 との和または差となる。かりに図4に示す相回転方向を正とすると、速度は $f_1 + f_2$ となる。従って、インバータINV-Aの f_1 を一定にして、インバータINV-Bの f_2 を変えることにより速度制御ができるし、また、 f_1 と f_2 とを同時に変化さ

せて速度制御することもできる。 $f_1 + f_2$ に相当する速度が得られるので、同じ回転数の駆動システムを設計する場合にインバータの周波数は $1/2$ で良い。大容量GTOインバータの場合、そのスイッチング損失が大きく、スイッチング周波数としては、300Hz程度が上限となるが、2台のインバータを組み合わせる本発明を採用することにより、駆動装置への適用が容易となる。

【0030】また、この駆動システムでは2台のインバータなど変換器の電圧、電流、周波数範囲などの定格は同じである必要はなく、設計の自由度が大きく、柔軟性の高い大容量駆動システムが得られる。

【0031】実施の形態2。図5は両インバータ(2)、(3)の制御形式に着目して検討された各種形態例を示すもので、先ず、図5(a)の駆動装置においては、巻線形誘導電動機(1)の1次側固定子巻線に接続したインバータINV-A(2)は電圧源として、即ち、電圧制御形として制御し、2次側回転子巻線に接続したインバータINV-B(3)は電流源として、即ち、電流制御形として制御されている。これは主回路自身が電流形(電流形インバータ)であってもよい。電流制御形インバータまたは電流形インバータを用いることにより、トルク電流を速やかに正確に制御でき、しかも過電流になることを回避できるので、急加減速が必要な圧延機駆動用として適している。

【0032】実施の形態3。図5(b)に示す駆動装置においては、1次側固定子巻線に接続したインバータINV-A(2)及び2次側回転子巻線に接続したインバータINV-B(3)は共に電流制御形として制御されている。これは主回路自身が電流形(電流形インバータ)であってもよい。1次と2次双方に電流制御形インバータまたは電流形インバータを用いることにより、1次と2次双方の励磁電流とトルク電流の非干渉化制御ができ、図5(a)のシステムよりさらに優れた性能が得られる。

【0033】実施の形態4。図5(c)は、実施の形態4における交流電動機の変速駆動装置を示す。この例では、1次側固定子巻線に接続したインバータINV-A(2)及び2次側回転子巻線に接続したインバータINV-B(3)の制御方式は問わないが、それらの直流電源を別にして2台のインバータが異なる直流電圧の仕様または運転条件でも良いように構成している。このようにすれば、例えばインバータINV-Aに比しインバータINV-Bの電圧を低くして小さな容量のものとし、設計の自由度を広げることができる。

【0034】実施の形態5。図6は、実施の形態5における交流電動機の変速駆動装置を示す。1次側固定子巻線に接続したインバータINV-A(2)を3レベルインバータとし、2次側回転子巻線に接続したインバータINV-B(3)を2レベルインバータとしている。同じGTOで製作すると、3レベルインバータと2レベ

ルインバータとの容量比は2:1であるので、2+1の駆動パワーのシステムを構成できる。

【0035】実施の形態6。図7に示すものは、複数台の電動機を少し異なる速度で運転することのできるシステムである。2台の電動機(1-1)と(1-2)との1次側固定子巻線は共通のインバータINV-A(2)に接続し、2次側回転子巻線には別々にインバータ(3-1)と(3-2)とを接続している。インバータ(3-1)と(3-2)との周波数に Δf の差を持たせることにより電動機の速度の差に対応することができる。これは電気機関車などで各車輪の回転数にわずかの差がある場合などに適したシステムである。

【0036】実施の形態7。図8は、この発明の実施の形態7における交流電動機の変速駆動装置の制御系を含むブロック図である。巻線形誘導電動機(1)の固定子側にインバータINV-A(2)を回転子側にインバータINV-B(3)を接続し、インバータINV-Aは電圧源として制御されており、その周波数はVF発信器(115)により決まる。インバータINV-Bは後述のように電流源として制御している。

【0037】この例では分かり易く2極機とし、1回転6000パルスのパルスジェネレータ(10)を用いているので、1サイクルは6000パルスである。従って、VF発信器の出力を6000カウントのアップダウンカウンタ(111)により位相情報に変換し、カウント数に応じて正弦波、余弦波の波形メモリ(106)を読み、それを電圧指令回路(117)に与える。ここでアップダウンカウンタを用いるのは1次周波数が正転だけでなく、逆転もするからである。1次周波数の正負に応じてアップとダウンを切り替える。

【0038】FVパターン発生回路(116)は周波数に応じて出力電圧を決める。これの出力に比例した振幅の3相電圧指令を電圧指令回路(117)が作り、電圧制御回路(118)に与える。電圧制御回路はインバータINV-Aの出力電圧の指令を作りPWM回路(101)に与える。このPWM回路は通常三角波比較方式で、インバータのスイッチングを決定する。このPWM回路の三角波信号は、図示省略しているが、後で述べるPWM回路(102)の三角波と同じ周波数で位相差が180度となるようにしており、これによって、スイッチング周波数の高調波を少なくしている。この図では電圧のフィードバック制御は行っていないが、それを行うと、より優れた特性が得られる。

【0039】一方、巻線形誘導電動機(1)の回転子側には、インバータINV-B(3)が接続され、これは電流源として制御されている。電流制御系は巻線形誘導電動機の2次誘導起電力に一致して回転する同期回転座標軸の上で構成されている。この同期回転座標を決めるのはアップダウンカウンタ(110)である。アップダウンカウンタは、電動機の回転数 n に対応するパルスジ

ジェネレータ(10)の出力でアップ側にドライブし、固定子側の周波数 f_1 に対応するVF発信器(115)のパルスでダウン側にドライブしている。なぜならば、 n を2極機の場合の回転数(rps)とすると、周波数と n との関係は、 $n = f_1 + f_2$ であるから、アップダウンカウンタは f_2 に対応するので、アップダウンカウンタに与える信号が $f_2 = n - f_1$ になるようにするためである。このように構成した上で、始動時に固定子と回転子のU相が一致した瞬間に1パルス/回転発生のパルスで0位相を合わせる。このようにするとアップダウンカウンタは回転子側の誘導起電力に一致した位相情報を示すことになる。なお、上記の説明と図8では、簡単のため電動機が正回転でかつ、インバータINV-A(2)の出力周波数が正回転の場合について示した。しかし、電動機が逆回転の時や、インバータINV-A(2)の周波数が逆回転の場合にも対応するには、図9の回路が必要になる。図9において、(123)と(124)は、2つのパルスの周波数の和の出力パルスを得るパルス加算回路である。これらの加算回路が必要になるのは、 n と f_1 の符号によって、両者が共にアップ側に入力され

$$I\delta = IU \sin \omega t + IV \sin(\omega t - 2\pi/3) + IW \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

$$I\gamma = IU \cos \omega t + IV \cos(\omega t - 2\pi/3) + IW \cos(\omega t + 2\pi/3)$$

また、PWM回路に与える電圧指令を $VX\delta$ 、 $VX\gamma$ とし、それを $\gamma\delta$ 座標からUVW座標へ変換する場合は、

$$\begin{aligned} VXU &= VX\delta \sin \omega t & + VX\gamma \cos \omega t \\ VXV &= VX\delta \sin(\omega t - 2\pi/3) & + VX\gamma \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ VXW &= VX\delta \sin(\omega t + 2\pi/3) & + VX\gamma \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned}$$

【0042】速度指令回路(108)の指令 ω_{re}^* とパルスジェネレータから得られる速度信号 ω_{re} に基づき速度制御回路(109)がトルク電流指令 $i\delta^*$ を発生する。 γ 軸の励磁電流と δ 軸のトルク電流とを独立に制御するために非干渉化電流制御回路(112)に前記トルク電流指令 $i\delta^*$ と励磁電流指令 $i\gamma^* = 0$ を与える。2次電流の γ 軸と δ 軸電流の非干渉化制御を行うために必要な ω_1 、 ω_{re} 、 $i\gamma_1$ 、 $i\delta_1$ の信号も非干渉化電流制御回路(112)に与えている。

【0043】図8の例では2次励磁電流指令 $i\gamma^* = 0$ としているが、このようにすると、インバータINV-Aで1次電圧を決めているので、それに必要な励磁電流は全て1次から供給される。他の方法としては、インバータINV-Aで決めた1次電圧を発生するために必要な励磁電流は電動機から分かるので、必要な励磁電流を全て2次励磁電流指令 $i\gamma^*$ として与えることも可能である。この場合、2次から与えた励磁電流に多少の過不足があり得るが、その差は1次のインバータINV-Aから自然に供給される。また、励磁電流を1次側と2次側のインバータで任意に分担することも可能である。上記のことはT形等価回路の励磁電流は、1次、2次の何れからも供給できることから理解できる。

【0044】非干渉化電流制御回路(112)は、電流

たり、ダウン側に入力されることがあるためである。同図では、回転数 n とVF発信器(115)のパルス f_1 を、それが正転か逆転かを示す符号に応じ、アップダウンカウンタのアップ側に接続するか、ダウン側に接続するかをスイッチ回路で切り替えるように構成している。即ち、スイッチ回路(125)で n が正の場合はアップ側に、 n が負の場合はダウン側に入力するように構成する。また、スイッチ回路(126)で f_1 が正転の時はダウン側に、逆転の時はアップ側に入力することにより、常に $f_2 = n - f_1$ になるように構成している。

【0040】図8に戻り、カウント数に応じて正弦波・余弦波発生回路(107)から同期回転座標の基準となる \sin 、 \cos 波を出し、それをもとに電流検出器(9)から得られる2次電流信号 $i_2(U, V, W)$ を3相/ $\gamma\delta$ 座標変換回路(105)で $i\gamma_2$ 、 $i\delta_2$ 信号に変換する。 γ 軸は直軸で励磁電流に対応し、 δ 軸は横軸でトルク電流に対応する。

【0041】以上において、3相座標UVWから同期回転座標 $\gamma\delta$ への変換は、例えば3相電流について示すと下記の通りである。

下記の通りである。

検出器(9)からのインバータINV-Bの出力電流信号を $\gamma\delta$ 座標に変換したフィードバック信号 $i\gamma_2$ 、 $i\delta_2$ と上記指令値に基づき、インバータの出力すべき電圧の指令値 $V\gamma^*$ 、 $V\delta^*$ を出力する。この $\gamma\delta$ 軸の信号は $\gamma\delta/3$ 相変換回路(104)で3相信号に直し、PWM回路(102)に与える。このようにしてインバータINV-Bの出力電流の励磁電流成分とトルク電流成分は制御される。

【0045】上記のように構成すると電動機(1)の1次側電圧即ち磁束と周波数は、インバータINV-Aで決定され、トルクはインバータINV-Bで制御される。インバータINV-Bの周波数 f_2 は電動機の回転につれアップダウンカウンタにより自動的に決まり、インバータINV-Bの出力周波数の許せる範囲内で、ゼロ速度から同期速度以上にわたり任意の回転数が得られる。

【0046】図10に4象限運転を行う周波数制御のパターンを示す。図4に示すように周波数の回転方向を決めると、電動機(1)の速度はインバータINV-Aの周波数 f_1 とインバータINV-Bの周波数 f_2 との和で決まる。横軸は $f_1 + f_2$ とし、これを仮に有効周波数と名付けているが、これは回転数に一致する。縦軸には f_1 、 f_2 、回転数 n (2極機の場合のrps)を取ってい

る。この例では、正転の場合は、回転数に対しあらかじめ決めた f_1 のパターンを20Hz一定とし、電動機の回転数を0から40Hz相当の速度(20Hzに対する同期速度を n_s として2 n_s)まで加速すると、二次側の回転座標が自然に変化し、二次側変換器の周波数 f_2 は自然に-20Hzから+20Hzまで変化し、速度が制御される。逆転の場合は電動機の速度変化に応じて f_1 を+20Hzから-20Hzまで変化させている。このようにすると結果として f_2 は-20Hzで変化せず、回転数は0から-40Hz相当の速度(-2 n_s)まで制御される。

【0047】上記のようにこのシステムでは周波数 f_1 を電動機速度に応じて変化させる必要があるので、図8では f_1 のパターン発生回路(113)を設け、その出力を時定数が0.1から1秒程度の一次遅れ回路を通してインバータINV-Aの周波数指令としている。この時定数は周波数の急激な変化を避けるために設けたもので、後で説明する図12のようなパターンを用いる場合に必要となる。

【0048】実施の形態8. 次に図11に示す他の例について説明する。この場合、固定子巻線に接続されたインバータINV-Aと回転子巻線に接続されたインバータINV-Bとを共に電流源として制御している。以下、二次側のインバータINV-Bの制御系をはじめ図8の場合と同じ部分の説明は省略し、制御の異なる部分を主に説明する。

【0049】この装置では、インバータINV-Aも $\gamma\delta$ 座標上で電流制御を行うために、電流検出器(8)の1次電流信号 i_1 を3相/ $\gamma\delta$ 変換回路(103)で1次側の同期回転座標に変換し、その信号を非干渉化電流制御回路(121)にフィードバックしている。この非干渉制御には、図示を省略するが、他に ω_1 、 ω_{re} 、 $i_{\gamma 2}$ 、 $i_{\delta 2}$ が必要であるのでこれらの信号も与える。

【0050】2台の電流制御形変換器を一台の巻線形誘導電動機の1次と2次とに接続する場合、両者の電流制御に矛盾がないように電流指令を与える必要がある。この問題を誘導電動機のT形等価回路から考えると、巻線形誘導電動機の1次と2次の巻数を N_1 、 N_2 としたとき、T形等価回路から分かるように1次側に流れたトルク電流 $i_{\delta 1}$ は、2次側に巻数の逆比の値 $i_{\delta 2}$ となって流れる。従って、図11では、まず2次側のトルク電流指令を $i_{\delta 2}^*$ とし、それに基づき1次のトルク電流指令は $i_{\delta 1}^* = (N_2/N_1) i_{\delta 2}^*$ として、トルク電流指令回路(119)から与えている。

【0051】この図の例では励磁電流は $i_{\gamma 2}^* = 0$ とし、1次側から全て与えるようにしている。簡単なシステムでは一定励磁であるので、必要な励磁電流指令を $i_{\gamma 1}^*$ として励磁電流指令回路(120)から非干渉化電流制御回路(121)に与える。上記の非干渉化電流制御回路の出力は、インバータINV-Aの出力すべき電

圧指令 $V_{\gamma 1}^*$ と $V_{\delta 1}^*$ である。この信号は $\gamma\delta/3$ 相変換回路(122)で3相に変換した後、PWM回路(101)でインバータのスイッチング信号とする。勿論、図8で説明したと同様に、 $i_{\gamma 2}^* = 0$ とせず、励磁電流を2次側から供給するようにしてもよく、また、1次、2次で分担して供給することもできる。このシステムでは2次だけでなく、1次電流も γ 軸と δ 軸電流の非干渉化が行われるため、図8のシステムより優れた制御特性が得られる。

【0052】実施の形態9. 次に、既述した特定アームへの電流集中を回避することが可能な制御方式、ここでは、その一例として5Hz以下の周波数を使わずに正転から逆転にわたって速度を制御する場合の周波数 f_1 と f_2 の制御の方法を図12より説明する。この図で縦軸はそれぞれのインバータの周波数である。横軸は、 $f_1 + f_2$ である。巻線形誘導電動機の数 n (rpm)は、極対数を p とした場合、 $n = 120(f_1 + f_2)/p$ となるので、横軸は回転数に対応している。 $f_1 + f_2$ で回転数が決まるので、便宜上これを有効周波数と名付けている。従って、この図は回転数の変化と共に f_1 と f_2 をどのように制御するかを示している。この例ではインバータの周波数の上限は、 f_1 、 f_2 共に20Hzであるので、最大有効周波数 $f_1 + f_2 = 40$ Hzに対応する速度が得られる。図8または図11の制御系の説明で述べたように、電動機の回転数に基づきまず f_1 を決め、その結果、2次側の回転座標が決まり、その結果として f_2 が自然に決まるように制御系を構成し、 f_1 と f_2 が制御されるようにしている。

【0053】まず、速度がゼロ近辺でのストール運転の場合は、一次周波数を $f_1 = 5$ Hzに決めてやると、二次周波数は自然に $f_2 = -5$ Hzとなり、ゼロ速度で運転する。図4に周波数の回転方向を示すように、一次の周波数 f_1 に対し同じ方向に二次の周波数 f_2 を回せば、電動機は速度はゼロとなる。これは一次周波数5Hzですべり周波数も5Hzという状態である。従って、ストール運転でもインバータは2台とも5Hz運転であり、特定のアームに波高値の大きな電流が流れ続けることを避けることができる。

【0054】次に、 f_1 を20Hzまで上昇してゆくと、回転数 n は $20 - 5 = 15$ Hz相当まで加速する。この場合、二次周波数は回転座標系から自然に決まるが、-5Hzのままで変化せずにとどまる。なぜならば、速度の変化を全て f_1 の変化でカバーするように、 f_1 のパターンを決めているからである。 $f_1 + f_2 = 15$ Hzになった時に f_1 を20Hzから10Hzに変化させるようにパターンを決めておくと、 f_1 が変化した結果として f_2 が-5Hzから+5Hzに変化する。即ち、出力周波数 f_2 の極性が反転する。このとき f_1 を20Hzから10Hzに変化させる速さは0.1秒程度の時定数回路で急変を避けるようにしている。また、15

Hz 相当の速度指令（極性反転回転数）で止まったときに二つの周波数、即ち、 f_1 は20Hzと10Hzの間、 f_2 は-5Hzと5Hzの間で行き来しないようにヒステリシスを設けている。

【0055】次に、 f_1 を10Hzにキープしたままで速度を30Hz相当まで加速すると、今度は f_2 が自然に5Hzから20Hzまで変化する。20Hzで f_2 は上限なので、次は f_1 を10Hzから20Hzまで変化させつつ加速すると、 f_2 は結果として変化せず、20Hzに止まる。以上のように速度と共に f_1 をパターンで決めるようにすれば、 f_2 はゼロ周波数を速やかによぎるので、5Hz以下の周波数を使うことなく、ゼロから最高速度まで制御できる。

【0056】同図には逆回転側も示しているが、逆回転領域では f_1 と f_2 の動きが逆になるだけで、他は上記と同じように動作するので、説明は省略する。逆回転領域でも f_1 を主に制御し、その結果 f_2 が決まるのは同じである。

【0057】以上の各実施の形態の説明では便宜上、インバータINV-Aを1次側、インバータINV-Bを2次側としているが、巻線形誘導電動機の1次と2次は基本的に同じ機能であるので、両者を入れ替えても同様に機能することは言うまでもない。

【0058】また、直流電源となるコンバータはサイリスタ式可逆コンバータでもよいし、図5の(a)、(b)の回路で回生の無い場合はダイオードコンバータでもよい。また、インバータは図2に示すような種々のGTOやIGBTのインバータが使用できる。

【0059】また、制御系の各機能ブロックはハードウェアの回路として説明したが、これらはマイクロプロセッサの中でソフトウェアにより実現することもできることは言うまでもない。

【0060】以上、この発明を適用した種々の実施の形態から想定する利点を、改めて列挙すると以下の通りである。

【0061】① 相間リアクトルが不要で、電動機の内側で直接、2台のインバータの出力を合成し大容量の駆動装置が実現できる。その結果、相間リアクトルの電磁騒音や、損失、設置場所などの問題が解消される。しかも、低速運転まで十分なトルクが確保できる。

【0062】② 2台のインバータ出力周波数の和に相当する回転数を得ることができるので、出力周波数を1/2にできる。即ち、例えば20Hzのインバータを2台用いて40Hz相当の速度が得られる。このことは、スイッチング周波数を低く設計できることにつながり、優れた効率と経済設計が得られる。

【0063】③ 電動機のストール運転時にインバータの周波数をゼロ近くまで下げる必要はなく、2台とも数Hz（例えば5Hz）以上にできるので、特定のアームへの電流集中を避けることができ、素子のジャンクショ

ン温度の大きな低周波脈動を回避でき、素子の利用率を向上できる。

【0064】④ 2台のインバータの容量、定格は、電動機の巻数比を1:1にして同容量、同電圧、同電流定格でもよいが、同じである必要はなく、異なる定格にもできる。極端な場合は一方をサイクロコンバータにすることもできる。電動機の巻数比の選定も種々あるので、設計の自由度が大きい。従って、開発済みのいくつかの種類の主回路を組み合わせて、広い仕様範囲をカバーすることができる。

【0065】⑤ 電機子と回転子の双方から電力を供給するので、相間リアクトル方式のように電機子電圧に比し電流が大きくなり過ぎることを回避でき、電動機設計上有利となる。

【0066】⑥ カゴ形誘導電動機のベクトル制御と異なり、二次電流を直接制御できるので、高性能の制御系を構成することが容易である。また、低抵抗の2次巻線を採用してもなんら制御上の困難はないので、スイッチング周波数を低くできることと相まって、通常のカゴ形誘導電動機のベクトル制御に比し、大幅な効率向上が実現でき、大容量駆動装置の大きな省エネルギーを実現できる。

【0067】⑦ 可変速揚水など従来の、巻線形誘導電動機の駆動装置では、1次は商用電源で、2次側に20%前後の容量のインバータを設け、同期速度の前後で駆動制御するものであった。1つの駆動装置には一つのインバータという設計が従来の発想であり、2つのインバータを巻線形誘導電動機の駆動に用いることは不経済で無意味なものとして検討されなかったようである。本発明の方式は、中小容量の駆動装置では不経済であるが、1台のGTOインバータでは製作困難な大容量駆動装置を設計する場合に有利となる。スリップリングがあるためカゴ形誘導電動機に比し不利な面もあるが、他の方式では実現できない大幅な省エネルギー効果により、その欠点は解消される。なお、本発明になる駆動装置の用途は、鉄鋼圧延機用が代表的なものであるが、それ以外にも、電気機関車、電気推進船舶の電動機駆動、などが考えられる。また、ポンプや送風機の駆動用や、高速エレベータの数百kWのIGBTインバータにも適している。

【0068】

【発明の効果】以上のように、請求項1に係る交流電動機の変速駆動装置は、固定子と回転子との双方に交流多相巻線を有する交流電動機の変速駆動装置において、固定子巻線に第一の変速周波数変換器を、回転子巻線に第二の変速周波数変換器を接続し、これら第一および第二の変速周波数変換器の出力周波数の和または差の周波数に対応した交流電動機の回転数を得るように構成したので、相間リアクトルを使用することなく2台の変速周波数変換器の出力を合成することができ、大容量化

と低速運転の確保が可能となる。

【0069】また、請求項2に係る可変速駆動装置は、第一または第二の可変周波数変換器の、何れか一方を電圧源として制御し他方を電流源として制御し、かつ何れか一方が交流電動機の励磁分電流を供給し両者がトルク分電流を供給するので、電圧形、電流形の異なる変換器の組合せが可能で設計の自由度が増大するとともに、トルク電流を速やかに正確に制御でき、しかも過電流になることを回避することができる。

【0070】また、請求項3に係る可変速駆動装置は、第一または第二の可変周波数変換器の、何れか一方を電圧源として制御し他方を電流源として制御し、かつ上記第一および第二の可変周波数変換器が共に交流電動機のトルク分電流と励磁分電流とを供給するので、前項のものに比較し、両変換器の容量のバランスをとり易い。

【0071】また、請求項4に係る可変速駆動装置は、第一および第二の可変周波数変換器を共に電流源として制御し、その内何れか一方の可変周波数変換器が交流電動機の励磁分電流とトルク分電流とを供給し、他方の可変周波数変換器がトルク分電流を供給するので、固定子側、回転子側の双方で非干渉制御が可能となり制御特性が向上する。

【0072】また、請求項5に係る可変速駆動装置は、第一および第二の可変周波数変換器を共に電流源として制御し、上記第一および第二の可変周波数変換器が共に交流電動機のトルク分電流と励磁分電流とを供給するので、前項のものに比較し、両変換器の容量のバランスをとり易い。

【0073】また、請求項6に係る可変速駆動装置は、固定子巻線と回転子巻線との巻数をそれぞれN1、N2としたとき、第一および第二の可変周波数変換器に供給するトルク分電流の指令値を、N1、N2の逆比としたので、固定子側、回転子側の両者の電流制御が確実に協調して円滑な制御特性が得られる。

【0074】また、請求項7に係る可変速駆動装置は、交流電動機の回転数に対して第一または第二の可変周波数変換器の出力周波数をあらかじめ定めたパターンを設け、上記交流電動機の回転数に応じ、上記パターンが設けられた可変周波数変換器の出力周波数は上記パターンにより決定し、他方の可変周波数変換器の出力周波数は上記交流電動機の回転に応じて決まる当該他方の可変周波数変換器の接続された巻線側の回転座標により決定するように構成したので、両変換器の周波数制御が円滑になされる。

【0075】また、請求項8に係る可変速駆動装置は、交流電動機の所定の回転数（以下、極性反転回転数と称す）において第一または第二の可変周波数変換器の何れかの出力周波数の極性が正から負、または負から正に反転するようにするとともに、上記出力周波数の絶対値がいずれも所定の最小値以上となる反転前出力周波数から

反転後出力周波数へ所定の微小時間内に変化させるようにしたので、変換器の出力周波数の極性反転時、零周波数を速やかに通過し、変換器の特定のアームに波高値の大きい電流が流れ続けることを避けることができる。

【0076】また、請求項9に係る可変速駆動装置は、極性反転回転数を、交流電動機の回転数指令値の上昇時と下降時とでずらして設定することにより、可変周波数変換器の出力周波数の極性反転動作にヒステリシス特性を持たせたので、交流電動機の回転数指令値が、たとえ極性反転回転数に止まったとしても、安定した動作特性が確保される。

【0077】また、請求項10に係る可変速駆動装置は、複数台の交流電動機を備え、上記交流電動機の各固定子巻線には共通の第一の可変周波数変換器を、各回転子巻線にはそれぞれ個別の第二の可変周波数変換器を接続し、上記各第二の可変周波数変換器の出力周波数に相互に差を持たせることにより、上記各交流電動機を相互に異なる回転数で駆動可能としたので、固定子側の変換器の台数は1台のままで、回転子側の変換器の台数を増やすのみで、複数の交流電動機を相互に異なる回転数で駆動することができる。

【0078】また、請求項11に係る可変速駆動装置は、第一の可変周波数変換器を第一のインバータ、第二の可変周波数変換器を第二のインバータとし、上記第一のインバータと第二のインバータとの直流入力端子を並列接続して、共通の直流電源に接続したので、直流電源が一つで済み、しかも直流電源に無駄な循環電力も流れない。

【0079】また、請求項12に係る可変速駆動装置は、第一の可変周波数変換器を第一のインバータ、第二の可変周波数変換器を第二のインバータとし、上記第一のインバータと第二のインバータとの直流電源をそれぞれ別に設け、上記第一および第二のインバータが相互に異なる直流電圧で動作できるようにしたので、両インバータの定格の選定における自由度が増大する。

【0080】また、請求項13に係る可変速駆動装置は、第一または第二のインバータの何れか一方に3相2レベルインバータを、他方に3相3レベルインバータを用いたので、2レベルインバータと3レベルインバータとの両者の長を生かしたシステムを実現することができる。

【0081】また、請求項14に係る可変速駆動装置は、第一および第二のインバータの変調方式として交流出力の1周期の間に自己消弧素子が複数回のスイッチングを行うPWMを用い、かつ、上記第一および第二のインバータのスイッチング周波数を決めるキャリア波の周波数を同一とし、さらに、それらのキャリア波の位相に相互に位相差を持たせたので、両インバータから流出する合成電流の高調波成分が抑制される。

【0082】また、請求項15に係る可変速駆動装置

は、第一または第二の可変周波数変換器の何れか一方をサイクロコンバータとし、他方をインバータとしたので、変換器の選定において更に自由度が増大する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1における可変速駆動装置を示す構成図である。

【図2】 この発明の説明に使う各種のインバータやコンバータの回路図である。

【図3】 各種のインバータやコンバータを簡略化して図示するためのブロック図である。

【図4】 この発明の可変速駆動装置において、1次と2次の周波数の位相回転の正の方向を示す図である。

【図5】 この発明の実施の形態2ないし4における交流電動機の可変速駆動装置を示す構成図である。

【図6】 この発明の実施の形態5における交流電動機の可変速駆動装置を示す構成図である。

【図7】 この発明の実施の形態6における交流電動機の可変速駆動装置を示す構成図である。

【図8】 この発明の実施の形態7における交流電動機の可変速駆動装置を、その制御系を含めて示すブロック図である。

【図9】 電動機の正逆回転、およびインバータINV-A(2)の出力周波数の正逆回転に応じてアップダウンカウンタの入力を切り替える回路を示すブロック図である。

【図10】 この発明において、電動機の回転速度指令に応じて2台のインバータの周波数をどのようにに変化させるかを説明する制御方式の一例を示す図である。

【図11】 この発明の実施の形態8における交流電動機の可変速駆動装置を、その制御系を含めて示すブロック図である。

【図12】 この発明において、5Hz以下の周波数を使わずに電動機の回転速度指令に応じて2台のインバー

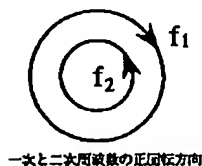
タの周波数をどのようにに変化させるかを説明する制御方式の一例を示す図である。

【図13】 従来の相間リアクトル式多重インバータの構成およびその出力波形の一例を示す図である。

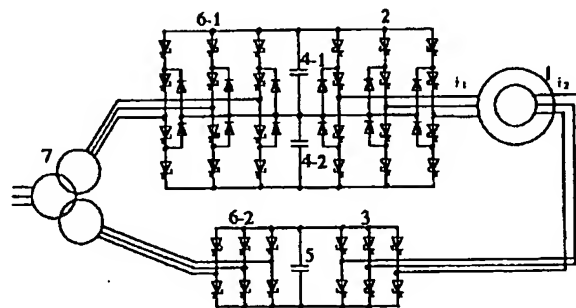
【符号の説明】

1 巻線形誘導電動機、2 第一のインバータ、3 第二のインバータ、4、5 直流フィルタコンデンサ、6 直流電源または直流電源となるコンバータ、7 電源トランス、8、9 ホールセンサなどの電流検出用CT、10 1パルス/回転と6000パルス/回転のパルスジェネレータ、101、102 PWM回路、103、105 3相から $\gamma\delta$ 軸への座標変換回路、104 $\gamma\delta$ 軸から3相への座標変換回路、106、107 正弦波と余弦波の発生回路、108 速度指令回路、109 速度制御回路、110 UP-DOWNカウンタ、111 カウンタまたはUP-DOWNカウンタ、112 2次電流の非干渉化電流制御回路、113 回転数に応じて1次側インバータの周波数を決定する回路、114 周波数の急変を防ぐための時定数回路、115 入力信号に応じた周波数のパルスを発生する回路、116 1次側インバータの周波数に応じて電圧振幅を定める回路、117 1次側インバータの電圧指令の瞬時値を定める回路、118 1次側インバータの電圧制御回路、119 巻線形誘導電動機の巻数比に応じて1次側トルク電流を決める指令回路、120 1次側励磁電流の指令を決める回路、121 1次電流の非干渉化電流制御回路、122 $\gamma\delta$ 軸から3相への座標変換回路、123、124 二つのパルスの周波数の和の出力パルスを得るパルス加算回路、125、126 周波数の正負を示す信号に応じて、正の時はa側へ、負の時はb側へ、入力パルスの出力を切り替えるスイッチ回路、f1 第一のインバータの出力周波数、f2 第二のインバータの出力周波数。

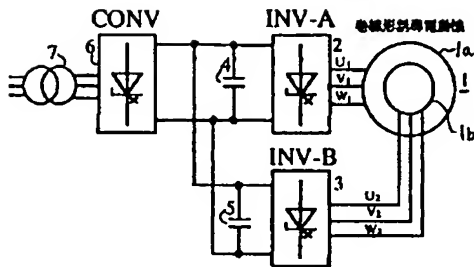
【図4】



【図6】

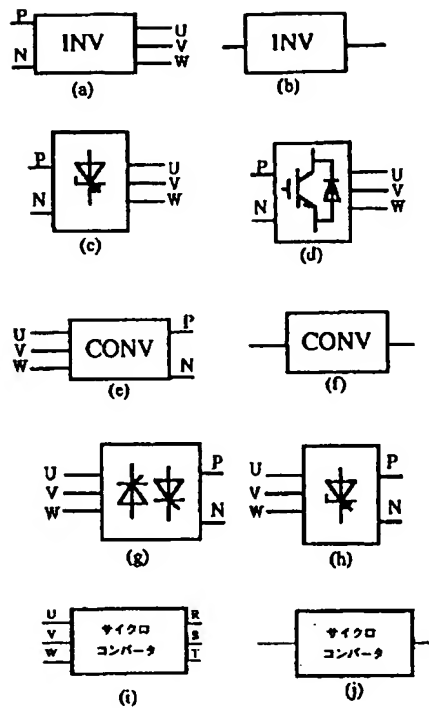


【図1】

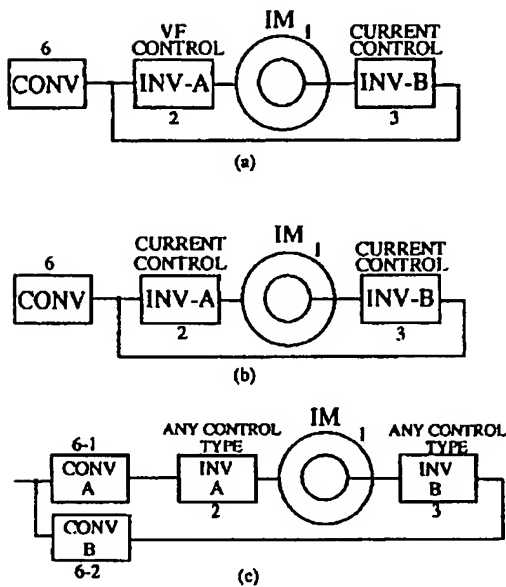


- 1 : 巻線形誘導電動機
 1 a : 図定子巻線
 1 b : 図转子巻線
 2 : 第一のインバータ
 3 : 第二のインバータ
 4, 5 : 直流フィルタコンデンサ
 6 : コンバータ
 7 : 電源トランス

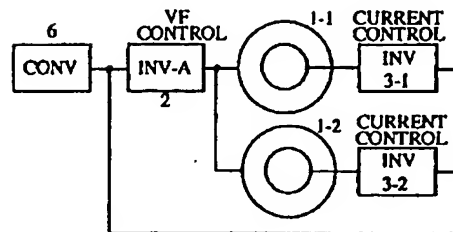
【図3】



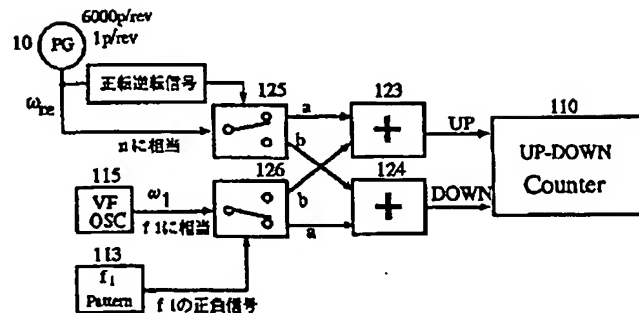
【図5】



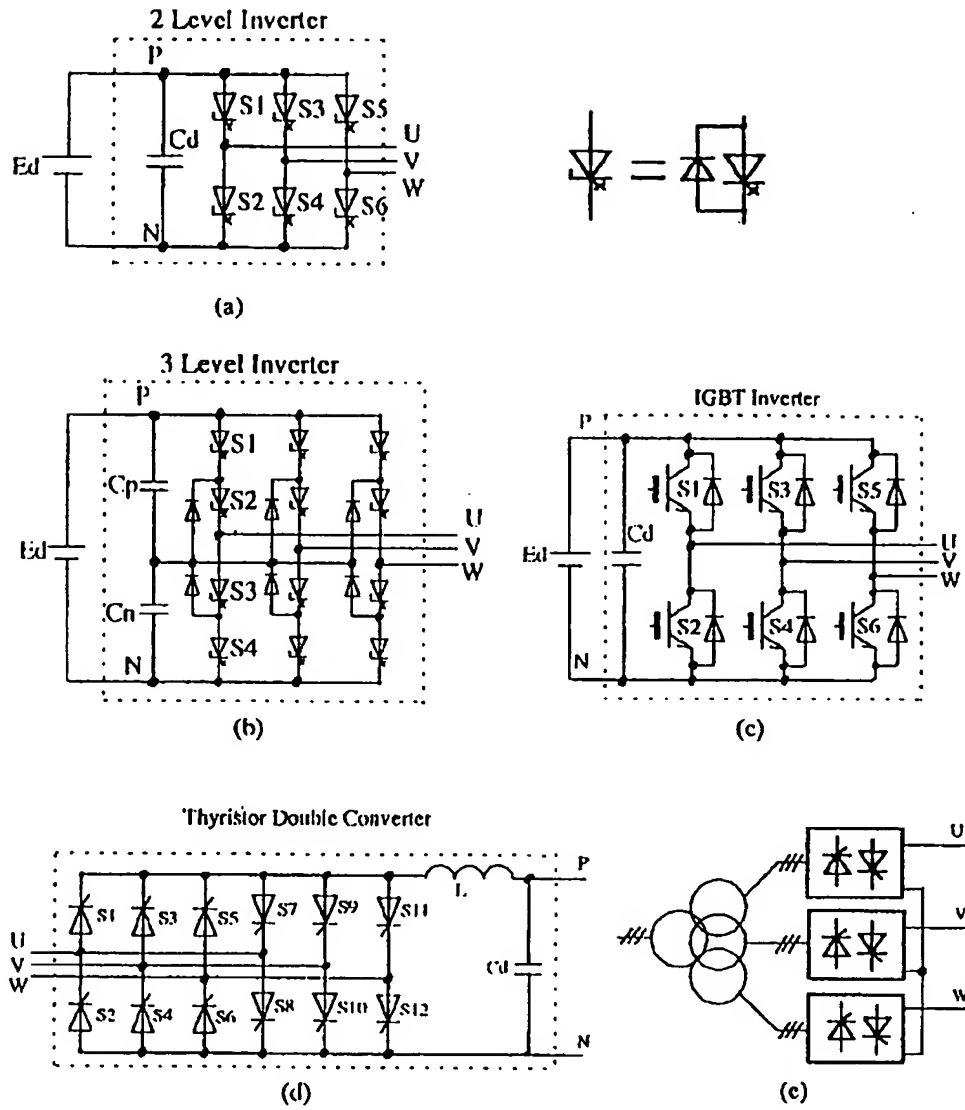
【図7】



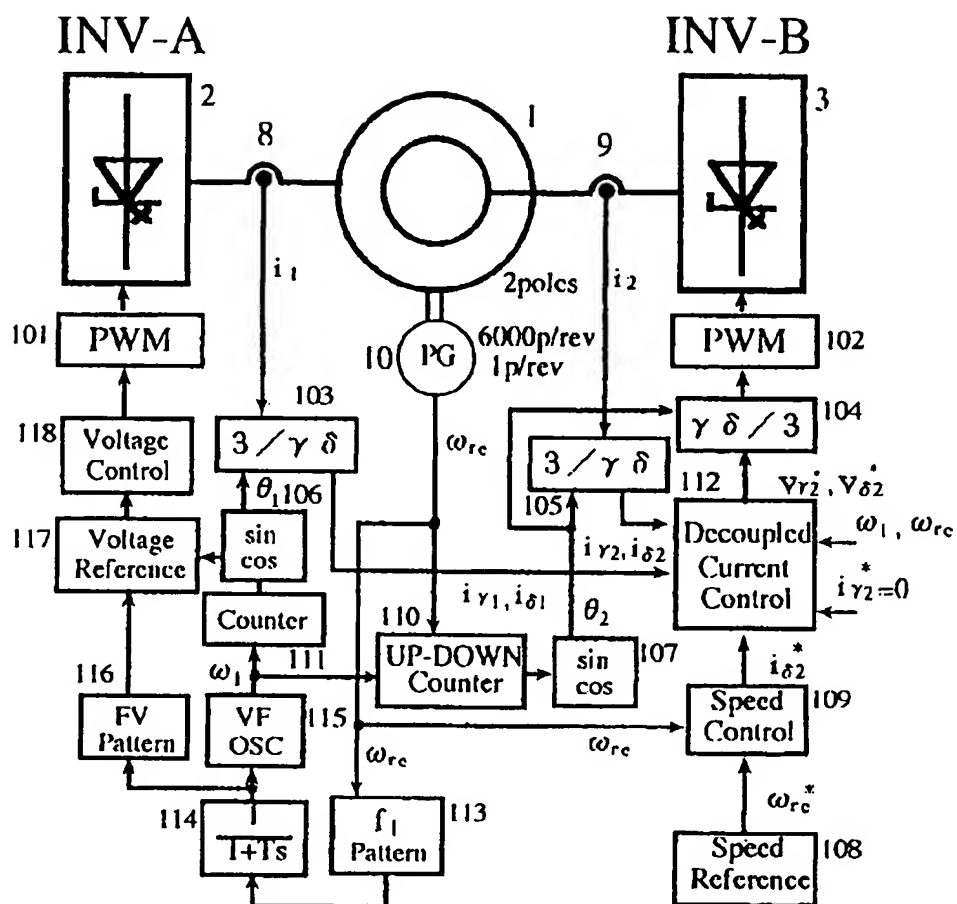
【図9】



【図2】

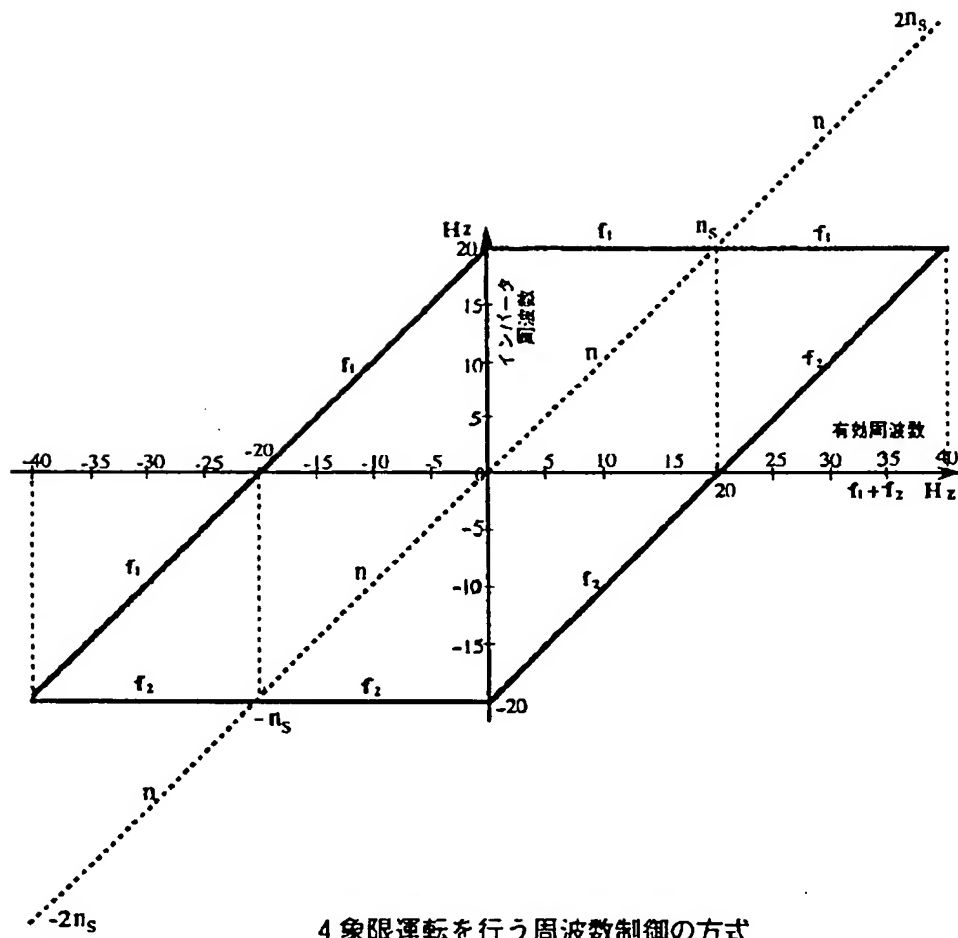


INV-A



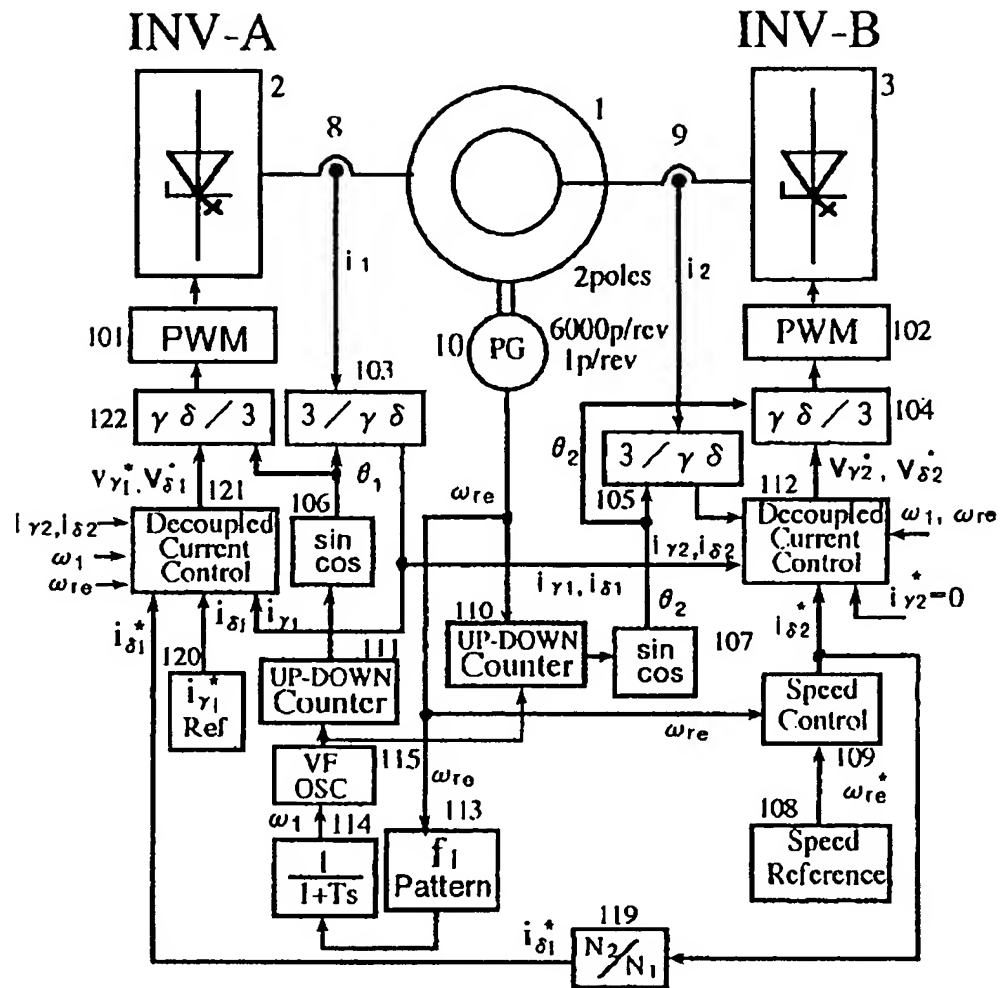
5 Hz 以下の周波数を使わずに 4 象限運転を行う周波数制御の方式

【図10】

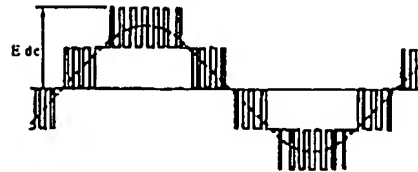
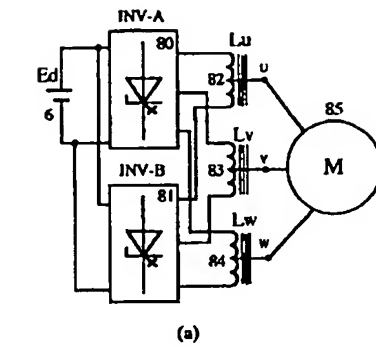


4 象限運転を行う周波数制御の方式

【図11】



【図13】



相関リアクトル多量インバータの出力波形の例
(b)

フロントページの続き

(72)発明者 小山 正人
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内